

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-108299

(43)Date of publication of application : 24.04.1998

(51)Int.Cl.

H04S 1/00

H03H 19/00

H04S 7/00

(21)Application number : 08-256496

(71)Applicant : YAMAHA CORP

(22)Date of filing : 27.09.1996

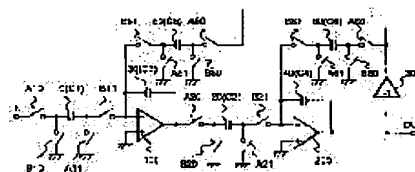
(72)Inventor : HIRANO MASAZO
NORO MASAO

(54) SOUND FIELD EXPANSION DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a sound field expansion device which readily lends itself to an LSI circuit and whose amplitude and phase characteristics are switched.

SOLUTION: The connection state of capacitors 10, 20, 50, 60 is switched by 1st and 2nd switch groups. Thus, the switched capacitors are constituted. Then the capacitors 10, 20, 50, 60 act equivalently as resistors. In this case, the phase amplitude characteristic of the circuit depends on a capacitance ratio of the capacitors 10, 20, 50, 60 and a clock frequency supplied to the 1st and 2nd switch groups. Thus, capacitance values C1-C6 of the capacitors C10-C60 are suppressed low and a large scale integrated circuit is adopted for the sound field expansion device.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 12.06.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 22.06.2004

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3613904

[Date of registration] 12.11.2004

[Number of appeal against examiner's decision of rejection] 2004-15330

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection] 22.07.2004

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-108299

(43) 公開日 平成10年(1998) 4月24日

(51) Int.Cl.⁸

識別記号

F I

H 0 4 S 1/00

H 0 4 S 1/00

B

H 0 3 H 19/00

H 0 3 H 19/00

H 0 4 S 7/00

H 0 4 S 7/00

Z

審査請求 未請求 請求項の数3 O L (全 6 頁)

(21) 出願番号

特願平8-256496

(22) 出願日

平成8年(1996) 9月27日

(71) 出願人 000004075

ヤマハ株式会社

静岡県浜松市中沢町10番1号

(72) 発明者 平野 雅三

静岡県浜松市中沢町10番1号 ヤマハ株式会社内

(72) 発明者 野呂 正夫

静岡県浜松市中沢町10番1号 ヤマハ株式会社内

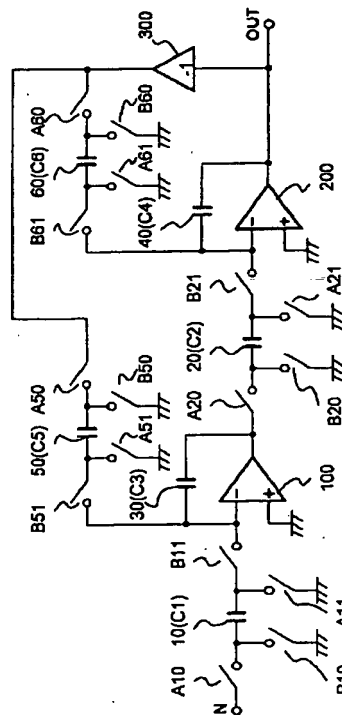
(74) 代理人 弁理士 川▲崎▼ 研二 (外1名)

(54) 【発明の名称】 音場拡大器

(57) 【要約】

【課題】 容易に L S I 化を行うことができ、かつ振幅位相特性を切り換えることができる音場拡大器を提供する。

【解決手段】 コンデンサ 10, 20, 50, 60 は、第1のスイッチ群と第2のスイッチ群によって接続状態が切り替わるようになっている。これらにより、スイッチド・キャパシタが構成される。このため、コンデンサ 10, 20, 50, 60 は、等価的に抵抗器として機能する。この場合、回路の位相振幅特性は、コンデンサ 10 ~ 60 の容量比と第1, 第2のスイッチ群に供給されるクロック周波数とによって定まる。したがって、コンデンサ 10 ~ 60 の容量値 C1 ~ C6 を低く押さえことができ、音場拡大器を L S I 化できる



【特許請求の範囲】

【請求項1】 左右2チャンネルのステレオ入力信号が一方の入力端に各々供給される第1、第2の加算器と、前記第1、第2の加算器の出力端が反転入力端に各々供給される第1、第2の反転アンプと、前記第1の反転アンプの出力端と前記第1の加算器の他方の入力端に接続され、所定の振幅位相特性を付与する第1の振幅位相特性付与回路と、前記第2の反転アンプの出力端と前記第2の加算器の他方の入力端に接続され、所定の振幅位相特性を付与する第2の振幅位相特性付与回路と、前記第1の反転アンプの出力信号と前記第2の振幅位相特性付与回路の出力信号を加算する第3の加算器と、前記第2の反転アンプの出力信号と前記第1の振幅位相特性付与回路の出力信号を加算する第4の加算器とを有する音場

拡大器において、前記第1、第2の振幅位相特性付与回路を、各々同一構成のスイッチド・キャパシタ・フィルタによって、同一ICチップ上に構成したことを特徴とする音場拡大器。

【請求項2】 前記第1、第2の振幅位相特性付与回路は、

正転入力端が各々接地された第1、第2の反転オペアンプと、

入力端子と第1の反転オペアンプの反転入力端との間に接続された第1のスイッチド・キャパシタと、

前記第1の反転オペアンプの出力端とその反転入力端との間に接続された第1のコンデンサと、

前記第1の反転オペアンプの出力端と第2の反転オペアンプの反転入力端との間に接続された第2のスイッチド・キャパシタと、

前記第2の反転オペアンプの出力端とその反転入力端との間に接続された第2のコンデンサと、

前記第2の反転オペアンプの出力信号を反転するバッファアンプと、

前記バッファアンプの出力端と前記第1の反転オペアンプの反転入力端との間に接続された第3のスイッチド・キャパシタと、

前記バッファアンプの出力端と前記第2の反転オペアンプの反転入力端との間に接続された第4のスイッチド・キャパシタとを各々備えることを特徴とする請求項1に記載の音場拡大器。

【請求項3】 前記第1のコンデンサ、前記第2のコンデンサ、前記第1のスイッチド・キャパシタ、前記第2のスイッチド・キャパシタ、前記第3のスイッチド・キャパシタ、または前記第4のスイッチド・キャパシタの

$$A_{out} = \{L + R \cdot X(f) e^{j\theta(f)}\} / \{1 + X(f) e^{j\theta(f)}\}$$

$$B_{out} = \{R + L \cdot X(f) e^{j\theta(f)}\} / \{1 + X(f) e^{j\theta(f)}\}$$

【0005】 また、振幅位相特性付与回路37は、例えば、図6に示すような2次の低域通過アクティブフィルタ等で構成される。この場合、抵抗値と容量値が図に示すものであるならば、カットオフ角周波数Wは、音場

うち少なくとも一つは、複数のコンデンサとスイッチからなり、前記スイッチを制御することによって、拡大すべき音場に対応するように前記複数のコンデンサを選択、組み合わせ、または切換えることを特徴とする請求項2に記載の音場拡大器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、2チャンネルステレオの音場を拡大する音場拡大器に関し、LSI化に好適なものである。

【0002】

【従来の技術】 一般の2チャンネルステレオでは、音の分布の範囲は左右のスピーカの間に限られている。音場拡大器は、これをスピーカの外側まで拡大しようとするものである。2チャンネルステレオにおける音場拡大は、それぞれ一方のチャンネルの信号に特定の振幅特性または位相特性を与えて、他方のチャンネルに加算しあうことで得られる。

【0003】 例えば、Lチャンネルの音声信号に所定の振幅位相特性を付与した場合には、その逆特性をLチャンネルの音声信号に付与し、この信号をRチャンネルの音声信号に混合することが行われる。ところで、正確に逆特性を得るには、振幅位相特性を付与する回路と逆特性を付与する回路の定数を厳密に設定する必要がある。しかし、実際の回路では、素子のバラツキ等により、これを実現することは難しい。

【0004】 そこで、本出願人は、係る問題を解決すべく、図5に示す音場拡大器を先に提案した（特公平3-80400号）。この音場拡大器は、同様に構成されたLチャンネル用音場拡大回路AとRチャンネル用音場拡大回路Bとからなる。ここで、振幅位相特性付与回路37は、反転アンプ36の出力信号に $X(f) e^{j\theta(f)}$ という振幅位相特性（X：振幅利得、 θ ：位相変化量）を付与して、反対側チャンネルの加算器46、48に出力している。また、反転アンプ36は、反転アンプ36の出力端→振幅位相特性付与回路37→加算器44→加算器34→反転アンプ36の反転入力端、といったフィードバックループを有しており、その出力信号V2は以下の式で与えられる。

$$V2 = -V1 / \{1 + X(f) e^{j\theta(f)}\}$$

ここで、入力端子33a、33bに入力信号 A_{in} 、 B_{in} として信号L、Rをそれぞれ入力すれば、出力端子50、52には次の出力信号 A_{out} 、 B_{out} が得られる。

$$A_{out} = \{L + R \cdot X(f) e^{j\theta(f)}\} / \{1 + X(f) e^{j\theta(f)}\}$$

$$B_{out} = \{R + L \cdot X(f) e^{j\theta(f)}\} / \{1 + X(f) e^{j\theta(f)}\}$$

大の効果が得られるように音声信号帯域に設定され、その値は次式で与えられる。

$$W = 1 / (R2 \cdot R3 \cdot Cx \cdot Cy)^{1/2}$$

【0006】

3

【発明が解決しようとする課題】ところで、部品点数の削減および信頼性の向上等を目的として、上述した音場拡大器をLSI化したいとの要請がある。この場合には、振幅位相特性付与回路37を構成する抵抗やコンデンサをICチップ上で実現する必要がある。しかし、上述したように振幅位相特性付与回路37のカットオフ角周波数Wは音声信号帯域に設定されるので、抵抗やコンデンサの値が大きくなり、例えば、コンデンサの容量値は、数百PF～数千PFになってしまう。このため、音場拡大器をLSIで構成すると、ICチップ上のコンデンサの面積が非常に大きくなり、LSIのコストが高くなってしまふ。

【0007】また、音場拡大の効果を切り換えたい場合には、所望の特性を付与できるように振幅位相特性付与回路37の抵抗やコンデンサを予め複数設けておき、これらを特性に応じて切り換える必要がある。この場合には、より多くのコンデンサが必要とされるため、LSI化が極めて困難となる。

【0008】本発明は、上述した事情に鑑みてなされたものであり、容易にLSI化を行うことができ、かつ振幅位相特性を切り換えることができる音場拡大器を提供することを目的とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】上記した課題を解決するため、請求項1に記載の発明は、左右2チャンネルのステレオ入力信号が一方の入力端に各々供給される第1、第2の加算器と、前記第1、第2の加算器の出力端が反転入力端に各々供給される第1、第2の反転アンプと、前記第1の反転アンプの出力端と前記第1の加算器の他方の入力端に接続され、所定の振幅位相特性を付与する第1の振幅位相特性付与回路と、前記第2の反転アンプの出力端と前記第2の加算器の他方の入力端に接続され、所定の振幅位相特性を付与する第2の振幅位相特性付与回路と、前記第1の反転アンプの出力信号と前記第2の振幅位相特性付与回路の出力信号を加算する第3の加算器と、前記第2の反転アンプの出力信号と前記第1の振幅位相特性付与回路の出力信号を加算する第4の加算器とを有する音場拡大器において、前記第1、第2の振幅位相特性付与回路を、各々同一構成のスイッチド・キャパシタ・フィルタによって、同一ICチップ上に構成したことを特徴とする。

【0010】また、請求項2に記載の発明は、前記第1、第2の振幅位相特性付与回路は、正転入力端が各々接地された第1、第2の反転オペアンプと、入力端子と第1の反転オペアンプの反転入力端との間に接続された第1のスイッチド・キャパシタと、前記第1の反転オペアンプの出力端とその反転入力端との間に接続された第1のコンデンサと、前記第1の反転オペアンプの出力端と第2の反転オペアンプの反転入力端との間に接続された第2のスイッチド・キャパシタと、前記第2の反転オ

4

ペアンプの出力端とその反転入力端との間に接続された第2のコンデンサと、前記第2の反転オペアンプの出力信号を反転するバッファアンプと、前記バッファアンプの出力端と前記第1の反転オペアンプの反転入力端との間に接続された第3のスイッチド・キャパシタと、前記バッファアンプの出力端と前記第2の反転オペアンプの反転入力端との間に接続された第4のスイッチド・キャパシタとを各々備えることを特徴とする。

【0011】また、請求項3に記載の発明は、前記第1のコンデンサ、前記第2のコンデンサ、前記第1のスイッチド・キャパシタ、前記第2のスイッチド・キャパシタ、前記第3のスイッチド・キャパシタ、または前記第4のスイッチド・キャパシタのうち少なくとも一つは、複数のコンデンサとスイッチからなり、前記スイッチを制御することによって、拡大すべき音場に対応するように前記複数のコンデンサを選択、組み合わせ、または切換えることを特徴とする。

【0012】

【発明の実施の形態】

1. 全体の構成

本発明に係わる音場拡大器は、振幅位相特性付与回路を除いて、従来の音場拡大器と同様であるため、ここでは新たな振幅位相特性付与回路37'について図面を参照しつつ説明する。図1は、本発明の一実施形態に係わる音場拡大器に用いられる振幅位相特性付与回路の回路図である。

【0013】図において、100、200は反転アンプ、300は反転型のバッファアンプである。また、10、20…60はコンデンサであって、それらの容量値はC1、C2…C6である。また、A10、A11、A20、A21、A50、A51、A60、A61は、第1のクロックCK1で制御される第1のスイッチ群SWaであり、一方、B10、B11、B20、B21、B50、B51、B60、B61は、第2のクロックCK2で制御される第2のスイッチ群SWbである。また、第1、第2のスイッチ群SWa、SWbは、各コンデンサ10、20、50、60の両端に各々接続される。また、第1のクロックCK1と第2のクロックCK2は、図2に示すように位相が180度ずれており、それらの周波数はfHzである。ここで、第1、第2のスイッチ群SWa、SWbは、第1、第2のクロックCK2がハイレベル(H)のときにオン状態となり、一方、それらがローレベル(L)のときにオフ状態となるように構成されている。

【0014】この場合、コンデンサ10、20、50、60と第1、第2のスイッチ群SWa、SWbによって、周知のスイッチド・キャパシタが構成される。このため、コンデンサ10、20、50、60は、等価的に抵抗として機能し、それらの等価抵抗値は、 $1/(f \cdot C1)$ 、 $1/(f \cdot C2)$ 、 $1/(f \cdot C5)$ 、 $1/(f \cdot C6)$ となる。

【0015】したがって、図1に示す振幅位相特性付与回路37'は図3に示す回路と等価である。この回路に

$$A_v = C_1 / C_5 \cdots \text{式1}$$

$$f_c = (f / 2\pi) \cdot \{ (C_2 \cdot C_5) / (C_3 \cdot C_4) \}^{1/2} \cdots \text{式2}$$

$$Q = \{ (C_2 \cdot C_4 \cdot C_5) / (C_6^2 \cdot C_3) \}^{1/2} \cdots \text{式3}$$

【0016】まず、式1から明らかなように、電圧利得 A_v は、 C_1 と C_5 の比によって定まる。また、カットオフ周波数 f_c は、式2より、 $C_2 \cdot C_5$ と $C_3 \cdot C_4$ の比およびクロック周波数 f によって定まる。この場合、クロック周波数 f は、 $C_2 \sim C_5$ を低く押さえICチップにコンデンサを組み込むことができるように設定される。また、 Q は $C_2 \cdot C_4 \cdot C_5$ と $C_6^2 \cdot C_3$ の比によって定まる。

【0017】したがって、所定の位相振幅特性を実現しようとする場合、図1に示す各コンデンサ10～60には、各素子間の相対的な精度が確保されれば十分であり、個々の素子について絶対的な精度は不要である。ところで、ICチップ上でのコンデンサは、バイポーラプロセスでは接合容量として、MOSプロセスではMOS容量として実現されるが、いずれのプロセスにおいても、その容量値は、電極面積に比例する。また、電極面積はICを作成する際のマスク面積によって定まる。このため、ICチップ上では相対的に精度の高いコンデンサを作成することができる。したがって、この振幅位相特性付与回路37'によれば、振幅位相特性を高い精度で実現することができる。また、図5に示すLチャンネル用音場拡大器AとRチャンネル用音場拡大器Bには、振幅位相特性付与回路37a、37bが各々設けられているが、これらの回路の特性は、同一であることが望ましい。この場合、本実施形態の振幅位相特性付与回路37'を同一ICチップ上で構成すると、2つの回路の振幅位相特性は、これらの回路を構成するコンデンサの相対的な容量値で定まるので、両回路の振幅位相特性を高い精度で一致させることができる。

【0018】2. 振幅位相特性の切換

次に、振幅位相特性の切換について、図4を参照しつつ説明する。図4は、図1に示す各コンデンサ10～60の詳細な構成を示す回路図である。図において、 C_a 、 C_b 、 $C_c \cdots$ はコンデンサである。また、 S_a 、 S_b 、 $S_c \cdots$ はスイッチであって、セレクト信号 $S_L a$ 、 $S_L b$ 、 $S_L c \cdots$ によって各々独立に制御される。コンデンサ C_a 、 C_b 、 $C_c \cdots$ の一端は接続点CCで各々接続され、一方、それらの他端はスイッチ S_a 、 S_b 、 $S_c \cdots$ を介して接続点SSで各々接続される。ここで、コンデンサ C_a 、 C_b 、 $C_c \cdots$ の容量値は、これらを適宜選択、組み合わせ、またはスイッチング周波数 f に同期して切換えることによって、各種の音場拡大の効果が得られるように選ばれている。したがって、セレクト信号 $S_L a$ 、 $S_L b$ 、 $S_L c \cdots$ がスイッチ S_a 、 S_b 、 $S_c \cdots$ に供給されると、コンデンサ C_a 、 C_b 、 $C_c \cdots$ の選択

において、電圧利得 A_v 、カットオフ周波数 f_c 、および Q は、以下の式で与えられる。

または組み合わせが行われ、これにより、各種の音場拡大効果を実現することができる。

【0019】ここで、上記した式1～式3を参照すると、 C_1 は電圧利得 A_v を与える式1のみに現れ、また、 C_6 は Q を与える式3のみに現れる。したがって、カットオフ周波数 f_c と Q を一定にして電圧利得 A_v のみを切り換える場合には、図1に示すコンデンサ10のみを切り換えればよい。また、電圧利得 A_v とカットオフ周波数 f_c を一定にして Q のみを切り換える場合には、コンデンサ60のみを切り換えればよい。また、カットオフ周波数を切り換える場合には、クロック周波数 f を切り換えるか、コンデンサ20、30、40、50を適宜切り換えればよい。

【0020】3. まとめ

上述したように本実施形態によれば、振幅位相特性付与回路37'をスイッチド・キャパシタ・フィルタ(SCF)を用いて構成したので、音場拡大器のLSI化を図ることができる。また、その部品点数の削減や信頼性を向上させることができる。また、音場拡大器の振幅位相特性は、振幅位相特性付与回路37'を構成するコンデンサ10～60の相対的な容量値とクロック周波数 f に依存するので、振幅位相特性の精度を向上させることができる。また、LチャンネルとRチャンネルの特性差をなくすことができ、より自然な音場拡大を演出することができる。また、コンデンサ10～60の容量値 $C_1 \sim C_6$ を適宜切り換えることにより、各種の振幅特性・位相特性を実現することができ、これにより、例えば、クラシックやポップスといった曲の種類、あるいは室内や車内といった再生する場所によって、音場拡大の効果を選択できる音場拡大器を提供することができる。

【0021】4. 変形例

本発明は上述した実施形態に限定されるものではなく、以下に述べる各種の変形が可能である。

①上述した実施形態においては、各コンデンサ10～60を、図4に示すようにコンデンサ C_a 、 C_b 、 $C_c \cdots$ とスイッチ S_a 、 S_b 、 $S_c \cdots$ とから構成するようにしたが、全てのコンデンサ10～60を切り換えるように構成しなくともよい。要は、所望の振幅位相特性を実現するのに必要なコンデンサについて、その容量値を切り換えることができるように構成すればよい。

【0022】②上述した実施形態において、カットオフ周波数 f_c を切り換えるには、クロック周波数 f_{ck} の切換とコンデンサ C_a 、 C_b 、 $C_c \cdots$ の切換を適宜組み合わせてもよい。また、スイッチド・キャパシタを構成する各スイッチに異なるクロックを供給してもよい。例

えば、図1において、スイッチA10, A11, B10, B11およびスイッチA50, A51, B50, B51のクロック周波数が f_{ck1} である場合に、スイッチA10, A11, B10, B11のクロック周波数を $2 \cdot f_{ck1}$ に変化させれば、電圧利得 A_v を2倍にすることができる。

【発明の効果】以上説明したように、本発明の発明特定事項によれば、容易にLSI化を行うことができ、かつ振幅位相特性を切り換えることができる。また、所望の振幅位相特性を精度よく付与することができる。この結果、左右チャンネルに付与する振幅位相特性を精度よく一致させ、左右チャンネルのバランスを常に良好に保つことができるので、より自然な音の広がりを感じられる音場を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施形態に係わる音場拡大器に用いられる振幅位相特性付与回路の回路図である。

【図2】 同実施形態の第1, 第2のクロックを説明す

るための波形図である。

【図3】 同実施形態に係わる振幅位相特性付与回路の等価回路を示す回路図である。

【図4】 同実施形態に係わる振幅位相特性付与回路の各コンデンサの構成を説明するための回路図である。

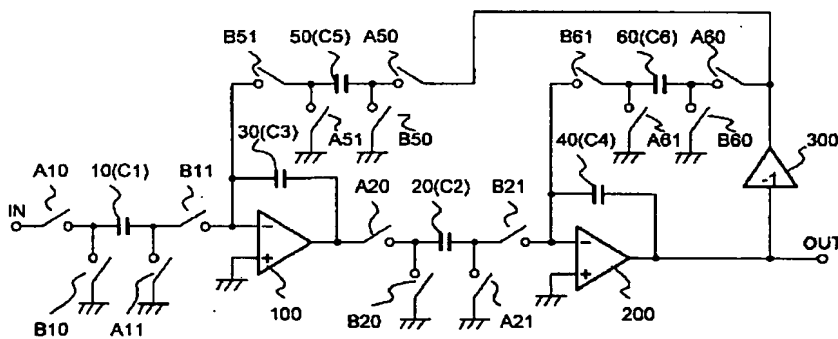
【図5】 従来の音場拡大器の回路図である。

【図6】 従来の音場拡大器に用いられる振幅位相特性付与回路の回路図である。

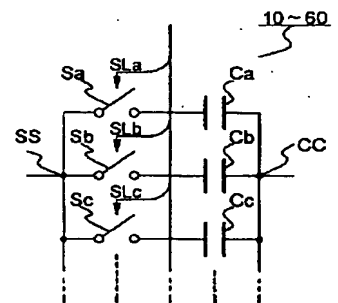
【符号の説明】

10 34…加算器（第1, 第2の加算器）、36…反転アンプ（第1, 第2の反転アンプ）、37…振幅位相特性付与回路（第1, 第2の振幅位相特性付与回路）、46…加算器（第3の加算器）、48…加算器（第4の加算器）、100, 200…反転アンプ（第1, 第2の反転オペアンプ）、10, 20, 50, 60…コンデンサ（第1～第4のスイッチド・キャパシタ）、30, 40…コンデンサ（第1, 第2のコンデンサ）。

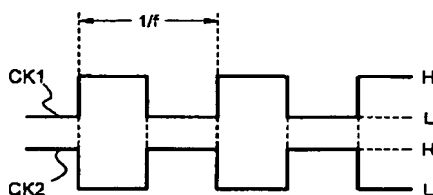
【図1】



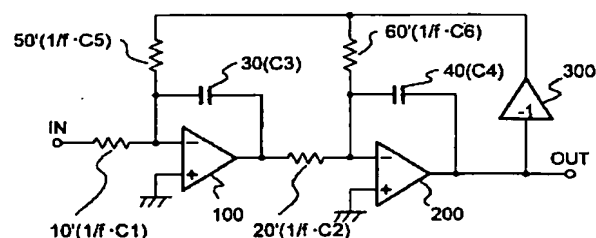
【図4】



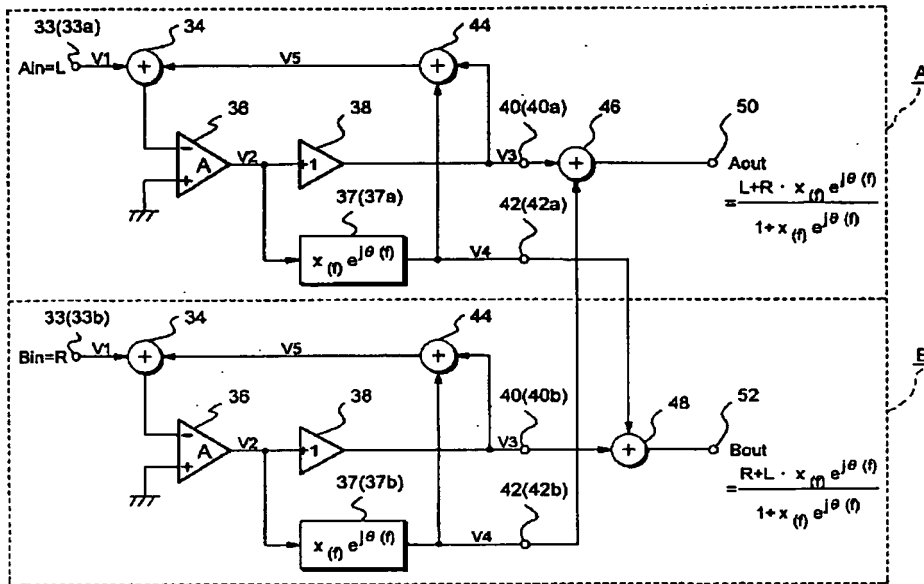
【図2】



【図3】



【図5】



【図6】

